

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**

PAT-NO: JP409056199A

DOCUMENT-IDENTIFIER: JP 09056199 A

TITLE: SYNCHRONOUS MOTOR CONTROLLER

PUBN-DATE: February 25, 1997

INVENTOR-INFORMATION:

NAME

ASO, TAKESHI

KINOSHITA, SHIGENORI

FUJITA, KOETSU

ASSIGNEE-INFORMATION:

NAME

NISSAN MOTOR CO LTD

FUJI ELECTRIC CO LTD

COUNTRY

N/A

N/A

APPL-NO: JP07225904

APPL-DATE: August 10, 1995

INT-CL (IPC): H02P021/00

ABSTRACT:

PROBLEM TO BE SOLVED: To obtain a controller which can continue vector

control even if a permanent magnet is deviated.

SOLUTION: An inverter 2 converts a DC into an AC power and supplies the AC power to a synchronous motor 3. A rotating angle θ_{sen} of a rotor of the synchronous motor 3 is detected by an angle sensor 4, a drive current is detected by current sensors 5, 6 and a drive voltage is detected by voltage sensors 12, 13 and these data are outputted to a control 200. In the controller, the vector control is performed on the basis of a torque command value T^* and a rotating speed ω of the rotor and thereby the drive current is controlled to follow a control command. In this case, a magnetic pole position estimation arithmetic device 15 estimates the magnetic pole position θ_{cal} on the basis of AC current and voltage, while an angle correction device 14 calculates the estimated position θ_{cal} of magnetic pole. Thereafter, an error is obtained by subtracting θ_{cal} from θ_{sen} and it is corrected to θ_{sen} after intensity adjustment depending on the rotating speed. Thereby, the magnetic pole can be detected accurately and it is no longer required to set the estimated period of the magnetic pole position equal to the control period of current and the calculated load can be alleviated.

COPYRIGHT: (C)1997,JPO

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平9-56199

(43)公開日 平成9年(1997)2月25日

(51)IntCl.

H 0 2 P 21/00

識別記号

庁内整理番号

F I

H 0 2 P 5/408

技術表示箇所

C

A

審査請求 未請求 請求項の数2 F D (全 7 頁)

(21)出願番号 特願平7-225904

(22)出願日 平成7年(1995)8月10日

(71)出願人 000003997

日産自動車株式会社

神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地

(71)出願人 000005234

富士電機株式会社

神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号

(72)発明者 麻生 剛

神奈川県横浜市神奈川区宝町2番地 日産自動車株式会社内

(72)発明者 木下 繁則

神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号 富士電機株式会社内

(74)代理人 弁理士 菊谷 公男 (外3名)

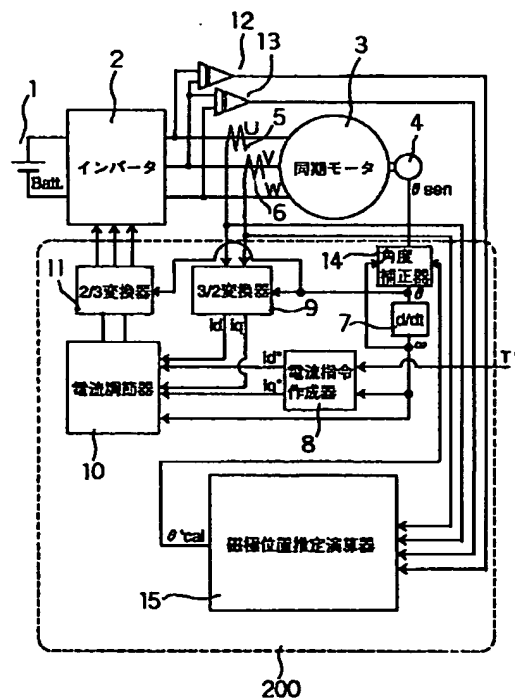
最終頁に続く

(54)【発明の名称】 同期モータの制御装置

(57)【要約】

【課題】 永久磁石がずれても、ベクトル制御が続けられる制御装置とする。

【解決手段】 インバータ2は直流を交流電力に変換し同期モータ3に供給する。同期モータ3の回転子の回転角 θ_{sen} が角度センサ4で、駆動電流が電流センサ5、6で、駆動電圧が電圧センサ12、13で検出されコントローラ200に出力される。コントローラでは、トルク指令値 T^* および回転子の回転速 ω に基づいてベクトル制御を行ない、駆動電流を制御指令に追従するように制御する。この際、磁極位置推定演算器15は交流電流、電圧に基づいて磁極位置 θ'_{cal} を推定し、角度補正器14は、 θ'_{cal} をもとに磁極の推定位置 θ_{cal} を算出し、 θ_{sen} とを引き算して誤差量を求め、回転速に応じた強度調整したのち、 θ_{sen} に補正する。これにより磁極が正確に検出されるとともに磁極位置の推定周期を電流の制御周期と同等にする必要がなく、演算負荷が軽減される。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 回転子に永久磁石を用いた同期モータにおいて、直流電力を交流に変換して前記同期モータに電力を供給するインバータと、該インバータから前記同期モータの電機子コイルに流れる電流を検出する電流検出手段と、前記電機子コイルにかかる電圧を検出する電圧検出手段と、前記同期モータの回転子の回転位置を検出する位置検出手段と、前記検出された電流および検出された電圧に基づき前記回転子の磁極位置を推算算出する磁極位置推定手段と、前記検出された回転子の回転位置と前記磁極位置推定手段で推定された磁極位置との誤差を算出する誤差演算手段と、前記演算された誤差から前記回転子に設けられた永久磁石の実際位置と前記検出された回転子の回転位置とのずれを検出するずれ検出手段と、前記検出されたずれを補正する補正手段とを有することを特徴とする同期モータの制御装置。

【請求項2】 回転子に永久磁石を用いた同期モータにおいて、直流電力を交流に変換して前記同期モータに電力を供給するインバータと、該インバータから前記同期モータの電機子コイルに流れる電流を検出する電流検出手段と、前記電機子コイルにかかる電圧を検出する電圧検出手段と、前記同期モータの回転子の位置を検出する位置検出手段と、前記検出された電流および検出された電圧に基づき前記回転子の磁極位置を推算算出する磁極位置推定手段と、前記検出された回転子の回転位置と前記磁極位置推定手段で推定された磁極位置との誤差を算出する誤差演算手段と、前記演算された誤差から前記回転子に設けられた永久磁石の実際位置と前記検出された回転子の回転位置とのずれを検出するずれ検出手段と、前記検出されたずれを補正する補正手段とを有して、前記回転子の回転速度を検出する速度検出手段を備え、前記補正手段は回転子の回転速度に応じて前記ずれを補正することを特徴とする同期モータの制御装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、永久磁石を回転子に用いた同期モータの制御装置に関し、とくに永久磁石の位置ずれにより位置検出値に差が生じるときにその差を検出し、自動補正するようにした同期モータの制御装置に関する。

【0002】

【従来の技術】同期モータを制御するには、ベクトル制御が用いられている。同期モータのベクトル制御を行なうには、まず同期モータの電機子を流れる電流や、電機子にかかる電圧を測定し、その測定値を回転子に同期して回転する回転座標d-q座標系に変換し、変換された後のd-q座標系上で電流の制御を行なって制御動作信号を作り出す。そしてこの制御動作信号は再度交流座標に逆変換されて同期モータを制御する。これらの座標変換に際してはその瞬間の回転子の磁極の位置情報が必要

である。この磁極の位置情報は通常回転子に角度センサを設けて回転子の回転角から得ている。

【0003】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記のような従来のベクトル制御にあつては、例えば界磁に永久磁石を用いた回転子の場合、回転子と永久磁石の位置関係に何等かのずれが生じると、たとえ角度センサが回転子の回転角を正確に検出しても、ベクトル制御が角度センサをもとに認識する磁極の位置と実際の位置とが異なり、ベクトル制御などのような回転子と共に回転するd-q座標系に検出された電流、電圧を変換するときには、座標変換が正常に行なわれなくなり、結果的に正確な電流制御ができなくなってしまう。効率の低下や過電流の発生など、ひいては永久磁石の永久減磁が起こるといった問題点があった。

【0004】一方、角度センサを用いず、磁極を演算によって推定し、この推定位置を用いて座標変換が行なわれるいわゆるセンサレス制御がある。しかし、センサレス制御では、刻々の角度情報を得るために推定する角度の更新周期を電流の制御周期と同等にする必要があり、そのため高回転域では更新周期が短くなければ、その時間内に回転する角度が大きくなり制御性が悪化してしまう。またこれを解消するため周期を速め、演算を早く行なえるようにするには、演算を行なうMPUなどの性能を高める必要があり、コストが増加するといった問題があった。

【0005】そしてセンサレス制御を実際に用いた場合は、低速域では電圧のPWM波形においてデューティ比が小さい関係から誤差を含みやすく、さらには停止時に電圧の情報が得られないので磁極位置の推定に困難を伴なうという問題点がある。本発明は、上記のような問題点に鑑み、磁極の位置を正確に検出し、回転子と永久磁石の位置関係にずれが生じても、正確な座標変換を行なえるベクトル制御装置を提供することを目的としている。

【0006】

【課題を解決するための手段】このため、請求項1記載の発明は、回転子に永久磁石を用いた同期モータにおいて、直流電力を交流に変換して前記同期モータに電力を供給するインバータと、該インバータから前記同期モータの電機子コイルに流れる電流を検出する電流検出手段と、前記電機子コイルにかかる電圧を検出する電圧検出手段と、前記同期モータの回転子の回転位置を検出する位置検出手段と、前記検出された電流および検出された電圧に基づき前記回転子の磁極位置を推算算出する磁極位置推定手段と、前記検出された回転子の回転位置と前記磁極位置推定手段で推定された磁極位置との誤差を算出する誤差演算手段と、前記演算された誤差から前記回転子に設けられた永久磁石の実際位置と前記検出された回転子の回転位置とのずれを検出するずれ検出手段と、

3

前記検出されたずれを補正する補正手段とを有するものとした。請求項2記載の発明は、上記請求項1記載の構成において、回転子の回転速度を検出する速度検出手段を備え、前記補正手段は回転子の回転速度に応じて前記ずれを補正するものとした。

【0007】

【作用】請求項1のものでは、回転子の位置を位置検出手段で検出し、その検出値に、磁極位置推定手段で推定された永久磁石の磁極位置が比較されて、回転子の回転位置と永久磁石の磁極位置とのずれを検出し、さらにそれを補正するようにしたから、磁極位置推定手段での位置更新周期を電流の制御周期と同等にする必要がなく、演算を行なうMPUの演算負荷が軽減される。また低速あるいは停止したときにも同期モータの制御が行なえる。そして、その位置ずれの補正を回転速度に応じて行なうときには、推定信頼度の異なる回転域でそれに対応した補正が行なえる。

【0008】

【発明の実施の形態】以下発明の実施の形態を実施例により説明する。図1は、本発明の実施例を示す。まず構成を説明すると、同期モータ3は回転子に2極の永久磁石を用いた同期モータである。バッテリー1からの直流電*

$$\begin{pmatrix} d \\ q \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \sin(\theta + \frac{\pi}{3}) & \sin \theta \\ \cos(\theta + \frac{\pi}{3}) & \cos \theta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u \\ v \end{pmatrix} \quad (1)$$

【数2】

$$\begin{pmatrix} u \\ v \\ w \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} d \\ q \end{pmatrix} \quad (2)$$

【0011】以下コントローラ200について説明する。電流指令作成器8には、トルク指令値T*とq軸電流iq*の関係、回転子の回転速度ωとd軸電流id*の関係が設定されており、これにより電流指令作成器8からはd-q座標系上の電流指令id*、iq*が電流調節器10に出力される。3/2変換器9には、式1で示すu、v相信号からd-q座標系のd、q軸信号への変換式が記憶されており、電流センサ5、6によって検出された電流iu、ivがここでd-q座標系上の電流id、iqに座標変換され電流調節器10に出力される。

【0012】電流調節器10では、電流指令作成器8からの電流指令id*、iq*と3/2変換器9によって変換された電流id、iqとに基づいて比例または積分※50

4

*力はIGBTなどのスイッチング素子から構成されるインバータ2で3相交流電力に変換された後、同期モータ3に供給される。同期モータ3の回転子の回転角θsenは角度センサ4で検出される。

【0009】またインバータ2のうちU、V相の出力は、電機子コイルに流れる交流電流iu、ivが電流センサ5、6で、電機子にかかる電圧vu、vvが電圧センサ12、13で検出される。上記角度センサ4はレゾルバや光学式あるいは直抵抗素子を用いたロータリエンコーダなどが使用される。コントローラ200では、トルク指令値T*および回転子の回転角θsenから求められた回転速度ωに基づいて回転座標上でベクトル制御を行ない、電機子コイルに流れる電流を制御指令に追従するように制御する。

【0010】回転座標は、図2に示すように回転子とともに同期して回転し、磁束方向にd軸、これと垂直方向にq軸を定義するd-q座標系とする。したがって3相交流のうちu、v相を用いてd-q座標系に変換する場合は式(1)による。またd-q座標系から3相交流への変換式は式(2)になる。

【数1】

※制御を行ない、これにより得られた制御動作指令を2/3変換器11に出力する。2/3変換器11には、式2に示すd-q座標系のd、q軸信号を3相交流u、v、w相信号に変換する変換式が記憶されており、d-q座標系上の制御動作指令はここでu、v、wの3相交流制御指令信号に変換され、インバータ2に出力される。

【0013】次に上記座標変換に用いられる磁極の位置検出について説明する。回転子が図2のように電気角速度ωで回転している同期モータについて、その電流・電圧方程式をd-q座標系で表わすと、式(3)のようになる。

【数3】

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_d + d \frac{L_d}{dt} & \omega L_d \\ -\omega L_d & R_q + d \frac{L_q}{dt} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega \psi_f \end{pmatrix} \quad (3)$$

ここで、 V_d 、 V_q はd軸、q軸電圧、 i_d 、 i_q はd軸、q軸電流、 R_d 、 R_q はd軸、q軸電機子抵抗、 L_d 、 L_q はd軸、q軸インダクタンス、 ψ_f は界磁鎖交磁束である。上式のd-q座標系上の電圧 V_d 、 V_q 、電流 i_d 、 i_q は電圧センサ12、13および電流センサ5、6によって実測した各相の電機子電圧・電流を式(1)で座標変換して得ることができる。したがって式(3)の電圧電流方程式から θ を解くことで磁極位置の推定が可能となる。

【0014】磁極位置推定演算器15には、式(3)に示す同期モータの等価モデル、および式(1)に示す座標変換式が記憶されており、検出された電機子電流 i_u 、 i_v 、電圧 V_u 、 V_d はまず式(1)によって座標変換されd-q座標上の i_d 、 i_q 、 V_d 、 V_q となる。その値に式(3)を適用し、積分演算を経て磁極位置 θ'_{cal} が推定される。

【0015】角度補正器14では、角度センサ4からの検出値 θ_{sen} を上記のように磁極位置推定演算器15による磁極推定演算結果に応じて補正を行なう。これにはまず推定された磁極位置 θ'_{cal} に演算時間 Δt に角速度 ω を掛け合わせた時間補正量を加算し磁極の推定角度 θ_{cal} を算出する。補正は回転数に応じて3領域*30

$$k(\omega) = (\omega - \omega_1) / (\omega_2 - \omega_1) \quad (4)$$

【0018】ステップ106において、得られた誤差量 δ' を現在使用している誤差量 δ に加え、新たな誤差量 δ を求める。ステップ107では、この誤差量 δ を用いて角度センサ4の検出値 θ_{sen} に加えて次の座標変換などの制御に用いる演算用角度 θ を作成する。

【0019】図4は、コントローラ200における電流制御ルーチンの起動タイミングを示す。この電流制御ルーチンは座標変換を含み、指令値にしたがって電流制御を実現することを目的としている。このルーチンでは、3相電流のうちu、v相の電流を取り込み、角度センサ4からの角度 θ_{sen} に、上記のように角度補正器14で決定されるずれ量 δ を加えた演算用角度 θ によって前記3相電流を永久磁石とともに回転するd-q座標系上の値に変換し、d軸およびq軸電流指令値との偏差を取りそれぞれの電圧指令値を作成する。作成された電圧指令値は3相交流上に逆変換され、インバータへのスイッチング指令となる。

【0020】演算用角度 θ は角度センサ4からの情報 θ_{sen} と、この θ_{sen} と推定位置 θ_{cal} との誤差量*50

*に分割し、推定演算に誤差が含まれやすい低回転域では補正を行わず、ある程度以上の回転数域で補正を行なうように設定される。

【0016】次に上記補正を図4のフローチャートに基づき説明する。まずステップ100において、磁極位置推定演算器15からの磁極位置 θ'_{cal} に時間補正量 $(\omega \times \Delta t)$ を加算し磁極の推定位置 θ_{cal} を算出する。ステップ101では、回転数 ω がある定められた回転数 ω_1 より小さいかが判断される。回転数 ω_1 未満の低回転域では、ステップ102において、誤差量 δ の変化量 $\delta' = 0$ とし以前に決定されている誤差量 δ を変化させないように決定する。

【0017】回転数 ω_1 以上の回転域では、ステップ103において、ある定められた回転数 ω_2 より大きいかの判断が行なわれる。回転数 ω_2 より大きい場合、磁極の推定位置 θ_{cal} と演算用角度 θ を引き算して誤差量の変換量を求める。回転数 ω_2 より小さい場合、ステップ104において、補正を行わない回転域 $(\omega_1$ 未満)と補正を行なう回転域 $(\omega_2$ 以上)との間では、誤差量 δ' を線形に変化させるように比例係数 k を導入する。この場合比例係数 k は以下のように表わせる。

※ δ との和からなっている。演算用角度 θ は図4のようにt1のタイミングで電機子の電流・電圧を検出し、そのタイミングでの磁極位置を推定するが、この演算結果が出るまでの時間差が生じるので、その時間補正量は演算時間 Δt に角速度 ω を掛け合わせたものとなる。よって、その補正量に磁極位置 θ'_{cal} を加えたものが要求される推定位置 θ_{cal} となる。

【0021】本実施例は、以上のように構成され、角度センサ4の検出により運転を行ないながら電機子電流、電圧から永久磁石の磁極位置を推定し、この推定結果により永久磁石と回転子の位置ずれを検出し、さらに予想される演算誤差の程度に応じてずれを補正するようにしたため、永久磁石が回転子からずれても運転を続けることができる。

【0022】また演算用角度 θ は回転子の回転と共に随時更新される角度センサ4からの情報 θ_{sen} と、電流制御周期より長い周期で更新される誤差量 δ との和からなるので、磁極位置推定の演算周期を電流制御周期と同等に行なわなくともよく、MPUにそれほど演算負荷を

7

要求しなくとも角度センサの補正が行なえることになる。したがって永久磁石が回転子からずれても運転を続けることができるという効果が得られる。

【0023】そして、得られた誤差量 δ は記憶保持用の電源が必要のない書き換え可能な記憶用ROMに記憶させることによって、一旦コントローラの電源を落とした後でも、誤差量 δ を保持し、運転開始直後から補正された状態で運転することも可能である。

【0024】さらに、このようにROMなどに誤差量 δ を記憶させることができるように構成すると、製造段階での角度センサ取り付け時の微調整を不要とすることも可能である。すなわち角度センサの取り付けの微調整を機械的に行なうのではなく、コントローラが運転中にその調整量を誤差量として検出し、それを記憶することで実現できる。

【0025】なお、補正量の変化量 δ' を決定するための比例係数 k は線形とせず、推定演算誤差の程度に応じて非線形とすることも可能である。また、誤差量 δ の変化量 δ' に最小値を設定し、極微小な δ' であればそれを無視することで、例えば小さな推定演算誤差の影響を回避することも可能である。

【0026】

【発明の効果】以上説明したように、この発明によれば、回転子の位置を位置検出手段で検出し、その検出値に、磁極位置推定手段で推定された永久磁石の磁極位置が比較されて、回転子の回転位置と永久磁石の磁極位置とのずれを検出し、さらにそれを補正するようにしたから、磁極位置推定手段での位置更新周期を電流の制御周

8

期と同等にする必要がなく、演算を行なうMPUの演算負荷が軽減される。また低速あるいは停止したときにも同期モータの制御が行なえる。これによりコストダウンが実現されるとともに、制御装置の応用範囲が拡大される。そして、その位置ずれの補正を回転速度に応じて行なうと、推定信頼度の異なる回転域でそれに対応した補正が行なえ、安定した座標変換が行なえる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の実施例を示す図である。

【図2】d-q座標系の説明図である。

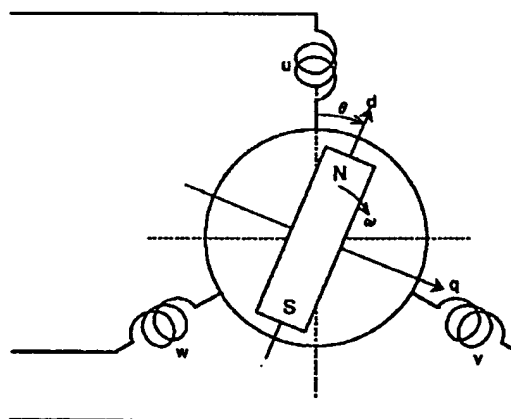
【図3】補正量を算出ためのフローチャートである。

【図4】制御ルーチンを示す図である。

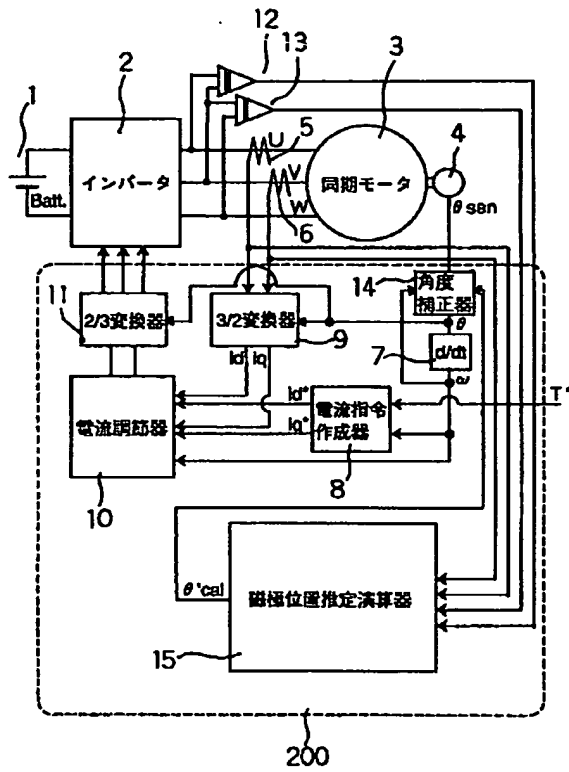
【符号の説明】

1	バッテリー
2	インバータ
3	同期モータ
4	角度センサ
5、6	電流センサ
7	微分器
8	電流指令作成器
9	3/2変換器
10	電流調節器
11	2/3変換器
12、13	電圧センサ
14	角度補正器
15	磁極位置推定演算器
200	コントローラ

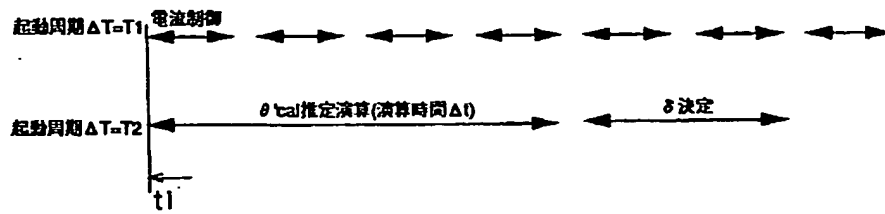
【図2】



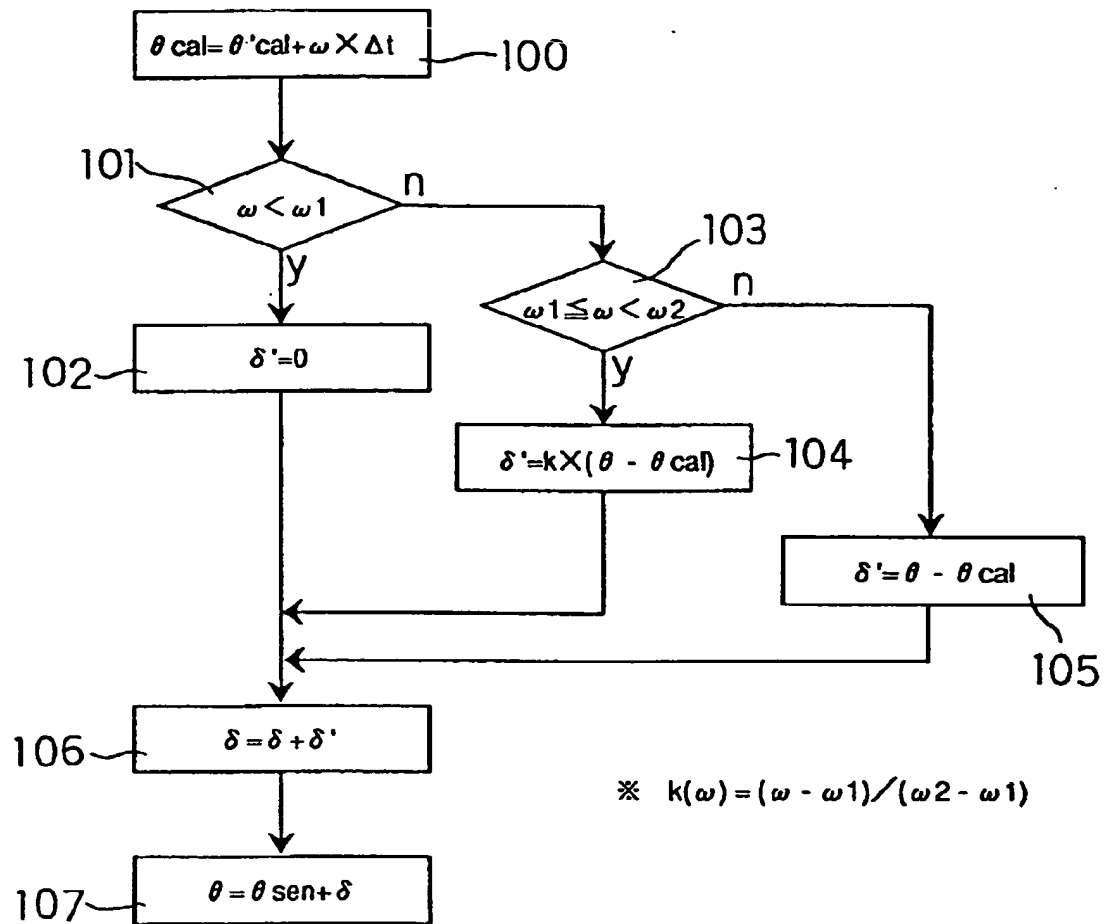
【図1】



【図4】



【図3】



フロントページの続き

(72)発明者 藤田 光悦
神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号
富士電機株式会社内